

COMUNICACIÓN SOBRE LINEAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA¹

Manuel D. Ortigueira^{*}, José A. B. Gerald^{**}, y José A. L. Inácio^{***}

INESC/IST/UNINOVA^{*}, INESC/IST^{**}, INESC/ENIDH^{***}

Dirección:

INESC, R. Alves Redol, 9, 2º, Lisboa, Portugal,

Resumen

Proponemos un sistema para la comunicación sobre líneas de la energía eléctrica usando DS/BPSK con un régimen binario de 300 bits/s. La señal de ensanchado tiene una secuencia máxima de longitud 7 como código de "chip", repetida 30 veces para cada dígito binario del código de la información BPSK.

La sincronización entre la señal del receptor y la secuencia PN localmente generada es obtenida por un nuevo acercamiento basado en un filtro adaptado.

Palabras claves: secuencia directa; espectro ensanchado; secuencias máximas; ruido impulsivo.

Abstract

We propose a system for communication over electric power lines using DS/BPSK with a bit rate of 300 bits/s. The Spread signal has an m -sequence of length 7 as chip code, repeated 30 times for each bit of BPSK information code.

The synchronisation between the receiver signal and the locally generated PN sequence is obtained by a new approach based on a matched filter.

Key words: direct-sequence; spread-spectrum; m-sequences; impulse noise.

¹ Internacional Information Tecnológica

INTRODUCCIÓN

Las líneas de potencia como canales de comunicaciones están siendo tema de investigación activa, debido a su uso potencial en varias aplicaciones. Sin embargo, su uso puede ser restringido debido a las dificultades implicadas. Las líneas de suministro de energía son canales muy ruidosos: los ruidos de fondo, impulsivos y armónicos están siempre presentes, conduciendo a la baja relación señal/interferencia, frecuentemente inferior a -5dB.

Las fuentes principales del ruido son (Chan y Donaldson, 1989):

1 - Algunas fuentes de alimentación y rectificadores que producen ruido en sincronismo con los 50Hz de la red. En el dominio de la frecuencia, este ruido aparece en la forma de pulsos espectrales en los múltiplos de 50Hz.

2 - Los ruidos de espectro liso, no sincrónicos con la frecuencia de la energía eléctrica; por ejemplo, el ruido generado por los motores.

3 - El impulsivo ruido generado por la conmutación de termostatos y de baterías de condensadores. El ruido impulsivo es definido por tres parámetros: amplitud, anchura, y tiempo entre llegadas. Sus características son:

- a) La amplitud está típicamente 10 dB por encima del ruido de fondo y puede exceder 40dB, dependiendo de la distancia de la fuente al receptor.
- b) Generalmente, el tren de impulso dominante tiene una frecuencia de 100Hz, en sincronismo con los 50Hz del voltaje de la potencia.
- c) La anchura de pulsos es unos pocos por ciento del período para el ruido de 100 Hz. Puede ser 125µs, pero más generalmente es alrededor de 10µs.
- d) El tiempo entre llegadas es del orden de algunos ms.

4 - El ruido impulsivo producido en los receptores de televisión por la exploración horizontal; el ruido producido por computadoras y sus terminales.

5 - El ruido de fondo que decrece aproximadamente 29 dB/dec en la banda de los 10 Hz hasta los 100 MHz. Este ruido es típicamente gaussiano.

En esta situación es muy difícil obtener por lo menos un sistema de comunicación razonable con los métodos usuales de modulación (PSK, FSK, etc).

El uso de los métodos de espectro ensanchado ("spread spectrum" – SS) se ha sugerido y se han propuesto algunos sistemas. Por ejemplo, (Dostert, 1990) ha

propuesto un sistema basado en SS por secuencia directa ("direct sequence" – DS) y (Gracht y Donaldson, 1985) un sistema basado en saltos de frecuencia. Ambos sistemas abrieron nuevas perspectivas al problema y mostraron que constituyen alternativas valiosas.

Las líneas de la energía eléctrica cuando se utilizan para la transmisión de información, son canales muy pobres, porque no sólo son muy ruidosas, sino que también presentan una atenuación muy alta, incluso cuando la conexión se realiza con la misma fase de la línea. Sin embargo, en la mayoría de las situaciones, la conexión emisor/receptor usando más de una fase, conduce a atenuaciones muy altas del orden de 40dB. Cuando está considerado desde un punto de vista de físico/eléctrico, el canal de la línea de potencia tiene casi un ancho de banda de 450kHz, siendo esta más o menos plana hasta 95kHz y disminuyendo de una forma casi lineal hasta 450kHz.

En el interior de un edificio podemos utilizar esta banda entera, si ponemos un filtro a la salida del edificio. Sin embargo, por leyes internacionales, fuera del edificio, la banda permitida va de 9kHz a 95kHz. Ésta es la banda que consideraremos en este trabajo, que es bastante para las comunicaciones con regímenes binarios bajos.

El sistema que deseamos describir permite una transmisión digital en las líneas de la energía eléctrica. La fuente tiene un régimen binario bajo que suponemos ser de 300 bit/s. Proponemos un sistema en banda base, para evitar la necesidad de una reinserción de portadora.

EL SISTEMA PROPUESTO

Generalidades

En (Ortigueira, Gerald y Inácio, 1996) nosotros describimos las características principales de una señal DS-SS, con gran generalidad. En los sistemas reales la señal a transmitir es digital y la secuencia de ensanchado es generada por un registro de desplazamiento, tal y como se genera una secuencia pseudoaleatoria ("pseudonoise" – PN).

Cada dígito binario de la fuente "se cifra" con un código variable con M bit/s ("chips") obtenido de la secuencia PN (para un "1") o de su inverso (para un "0"). Generalmente M se hace más pequeño que N, el período de la secuencia pseudoaleatoria.

La señal de ensanchado se utiliza normalmente para modular a una portadora en PSK. En el receptor, la operación de desensanchado se logra con ayuda de una secuencia PN localmente generada, la cual hemos de mantener sincronizada con la señal modulada. La sincronización es la tarea más difícil de la operación de desensanchado. Esto se hace con la ayuda de un correlador. Más adelante, propondremos nuevas formas de realizar estos dispositivos.

Supóngase que deseamos utilizar la aproximación clásica de DS/BPSK. En este caso debemos de utilizar una portadora con la frecuencia 42kHz. Así pues, si el régimen binario de la fuente es 300bit/s, el régimen binario de la señal de ensanchado sería de 53kbit/s. En este esquema tenemos tres clases de sincronismo: Sincronismo de portadora, sincronismo de “chip”, y sincronismo de bit.

Sobre el filtro adaptado

El filtro adaptado es un detector óptimo para las señales binarias. Maximiza la relación señal/interferencia de la salida. Si el ruido es blanco, para un impulso $s(t)$, la respuesta impulsional, $h(t)$, es:

$$h(t) = s(t_0 - t), \quad t \geq 0 \quad (2.1)$$

con t_0 siendo un tiempo de referencia; normalmente, es igual a la duración del pulso $s(t)$. El detector óptimo para una señal rectangular binaria $p(t)$ es un sistema lineal con la respuesta impulsional igual al $p(t)$:

$$h(t) = p_\tau(t), \quad 0 \leq t \leq \tau \quad (2.2)$$

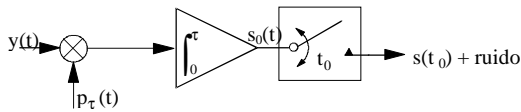


Fig.1 – Realización usual de un filtro adaptado.

La realización, representada en la Fig. 1, corresponde al uso directo de la integral de convolución:

$$s_0(t) = \int_0^\tau p_\tau(t-\eta) \cdot y(\eta) \cdot d\eta \quad (2.3)$$

En lugar de lo que es usual, podemos obtener una realización diversa del filtro adaptado rectangular expresando $p_\tau(t)$ en términos de la función de Heaviside:

$$p_\tau(t) = u(t) - u(t - \tau) \quad (2.4)$$

Introduciendo este resultado en (2.3), obtenemos, después de alguna manipulación:

$$s_0(t) = I(t) - I(t - \tau) \quad (2.5)$$

con

$$I(t) = \int_{-\infty}^t y(s) \cdot ds \quad (2.6)$$

lo que conduce a una nueva realización del filtro adaptado, representada en la Fig. 2.

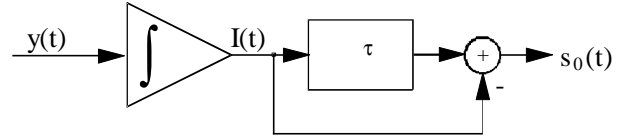


Fig.2 – Nueva realización del filtro adaptado.

El Sistema

Hemos hablado ya sobre algunas de las restricciones de nuestro problema:

- a) - banda de 9kHz a 95kHz;
- b) - régimen binario de 300bit/s de la fuente;
- c) - canal muy ruidoso;
- d) - tres fases de la red;
- e) - además de estas restricciones, todavía estamos limitados a la potencia de salida en la línea.

Por otra parte, debemos referir que no estamos preocupados con problemas de secretismo. Esto puede ayudarnos a simplificar nuestro problema. Para comenzar, utilizamos pulsos codificados PCM (Dixon, 1976) en lugar de pulsos rectangulares:

$$q_\tau(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq \tau/2 \\ -1 & \tau/2 \leq t \leq \tau \end{cases} \quad (2.7)$$

Esto tiene la ventaja de conducir a una señal de media cero. Una segunda simplificación consiste en el uso de un código fijo antipodal $s_0(t) = -s_1(t)$ (para los bits transmitidos “0” y “1”), donde:

$$s_1(t) = s(t) = \sum_{k=0}^{L-1} c_k q_\tau(t - k\tau) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.8)$$

con $\tau = T/L$; T es la duración del dígito binario de la fuente y el $c_k = \pm 1$ son “chips” de una secuencia PN. Hagamos un análisis de la señal modulada calculando su espectro de potencia.

Tenemos, la señal de información:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n \cdot p_\tau(t - nT + t_0) \quad (2.9)$$

con $x_n(t) = \pm 1$ y t_0 un instante cualquiera. La secuencia de ensanchado es:

$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} B_n \cdot e^{j\frac{2\pi}{M\tau}nt} \quad (2.10)$$

donde los coeficientes B_n son:

$$B_n = \sum_{k=0}^{M-1} a_k \cdot e^{-j\frac{2\pi}{M}kn} \cdot \frac{\left(1 - e^{-j\frac{2\pi}{M}n}\right)^2}{j2\pi n} \quad (2.11)$$

y M es un submúltiplo de L : cada símbolo de la fuente se cifra con L/M +secuencias con la secuencias de longitud M , sacadas de una secuencia de longitud M . El producto:

$$s_p(t) = b(t) \cdot x(t) \quad (2.12)$$

es la señal SS. Ahora, vamos a calcular su autocorrelación. Esta viene dada por:

$$R_s(t, \tau) = E[x^*(t + \tau) \cdot x(t)] \cdot b^*(t + \tau) \cdot b(t) \quad (2.13)$$

Si asumimos $x(t)$ como estacionaria, $s_p(t)$ es cicloestacionaria. Así pues, poniendo

$$R_x(\tau) = E[x^*(t + \tau) \cdot x(t)] \quad (2.14)$$

se puede probar (Cooper y McGillem, 1986) que, salvo un factor constante, $R_x(t)$ es igual al autocorrelación de un pulso rectangular:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T p_\tau(t) \cdot p_\tau(t + \tau) \cdot dt \quad (2.15)$$

donde T es la anchura del pulso. Ahora, computamos una media temporal en (2.13) para obtener $R_s(\tau)$:

$$R_s(\tau) = \frac{1}{M\tau} \cdot \int_0^{M\tau} R_s(t, \tau) \cdot dt \quad (2.16)$$

$$= R_x(\tau) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |B_n|^2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{M\tau}nt} \quad (2.17)$$

El espectro correspondiente es

$$S_s(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |B_n|^2 \cdot S_x\left(\omega - \frac{2\pi}{M\tau}n\right) \quad (2.18)$$

donde se observa el ensanchamiento esperado, y donde, $S_x(\omega)$ y $|B_n|^2$ vienen dados por:

$$S_x(\omega) = T \cdot \frac{\sin^2(\omega T)}{\omega^2} \quad (2.19)$$

y

$$|B_n|^2 = \left| \sum_{k=0}^{M-1} a_k \cdot e^{-j\frac{2\pi}{M}kn} \right|^2 \cdot \frac{\left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{M}n\right)\right]^2}{\pi^2 n^2} \quad (2.20)$$

Como la secuencia $a_k(k=0, \dots, M-1)$ es una secuencia máxima, tenemos:

$$\left| \sum_{k=0}^{M-1} a_k \cdot e^{-j\frac{2\pi}{M}kn} \right|^2 = \begin{cases} 1 & \Leftarrow n = 0 \\ M+2 & \Leftarrow n \neq 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

y así,

$$|B_n|^2 = \begin{cases} (M+2) \cdot \frac{\left[1 - \cos\left(\frac{\pi}{M}n\right)\right]^2}{\pi^2 n^2} & \Leftarrow n \neq 0 \\ 0 & \Leftarrow n = 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

$S_x(\omega)$ tiene un número infinito de lóbulos. El lóbulo principal se confina al intervalo $-2\pi/T \leq \omega < 2\pi/T$. Así pues, podemos decir que $x(t)$ es una función de banda limitada con la frecuencia más alta igual a $1/T = 150$ Hz. Esta función se repite indefinidamente en los múltiplos de las frecuencias de $1/M\tau$. Vamos a elegir τ de manera que el lóbulo principal del primer factor en (2.22) pueda caber adentro de la banda disponible del canal; la pieza positiva de la frecuencia del lóbulo principal tiene:

$$n_0 = 2 \cdot M - 1 \quad (2.23)$$

líneas espectrales, véase Fig.3.

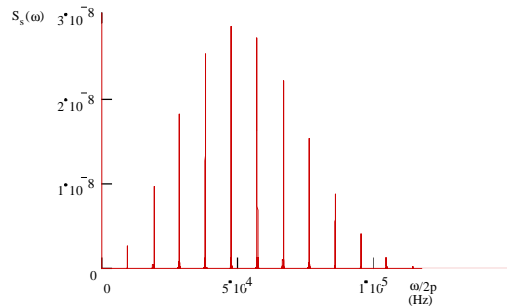


Fig.3 – Espectro de la señal $S_s(\omega)$.

Así, hemos de tener:

$$\frac{1}{M\tau} \approx 9 \text{ kHz} \quad (2.24)$$

y

$$\frac{1}{M\tau} \cdot (2 \cdot M - 1) \approx 95 \text{ kHz} \quad (2.25)$$

De donde resulta $M \approx 7$. Eligimos $M = 2^3 - 1 = 7$, para que tuvieramos una secuencia máxima. De (2.24),

$$\tau \approx \frac{1}{63} \mu\text{s} \quad (2.26)$$

Como la duración de cada uno de los bits de la fuente es $1/300$ s, es necesario cifrarlos con

$$L = \frac{T}{\tau} = 210 \quad (2.27)$$

“chips” o 210 pulsos $q_\tau(t)$. Así, debemos repetir la secuencia máxima 30 veces para codificar cada dígito binario. Enfatizamos el hecho de que podemos obtener más secuencias diferentes de longitud 7, por ejemplo, las secuencias obtenidas invirtiendo el orden de las secuencias no simétricas; por ejemplo, 0 1 0 0 1 1 1 \rightarrow 1 1 1 0 0 1 0.

Ahora miremos los valores que obtuvimos antes. Debemos corregir el valor obtenido para el τ porque no podemos utilizar el valor encontrado en (2.26) puesto que 63 es un múltiplo de un número primo. Por otra parte, el $x(t)$ tiene una anchura de banda de 150 Hz, así que no podemos comenzar en exactamente 9 kHz. Si mantenemos $M=7$, podemos utilizar $\tau = 15 \mu\text{s}$, de donde resulta $1/M\tau \approx 10 \text{ kHz}$, y una banda de protección. Ese valor conduce a un régimen binario de 317 bit/s, en vez de 300 bit/s, lo que no es muy importante.

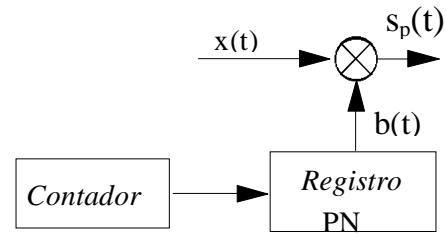


Fig.4 - El emisor.

Estos resultados son bastantes para definir el emisor, que es muy simple y puede realizarse con un registro de desplazamiento, una OR exclusiva y un contador, ver Fig.4. El receptor no es tan simple, puesto que tenemos algunos problemas con la sincronización entre la señal del receptor y el reloj localmente generado de la señal de ensanchado. Aquí, presentaremos un nuevo acercamiento basado en la forma propuesta del filtro adaptado. En este caso, su respuesta impulsional, $h(t)$, se puede escribirse { vea (2.1) y (2.8) }:

$$h(t) = s(T-t) = \sum_{k=0}^{L-1} c_k q_\tau(T-t-k\tau) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.28)$$

Pero $T=L \cdot \tau$. Así, $h(t)$ puede escribirse como:

$$h(t) = \sum_{k=1}^L c_{L-k} q_\tau(-t+k\tau) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.29)$$

Ahora tenemos que observar que la secuencia c_k ($k=0, \dots, L-1$) es constituida por L/M repeticiones de la secuencia a_k ($k=0, \dots, M-1$):

$$c_k = \begin{cases} a_k & k = 0, 1, \dots, M-1 \\ c_{k-M} & k = M+1, \dots, L-1 \end{cases} \quad (2.30)$$

Entonces, podemos escribir:

$$h(t) = \sum_{m=0}^{L/M-1} \sum_{k=1}^M a_{M-k} q_\tau[-t+(m.M+k)\tau] \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.31)$$

y

$$h(t-t') = \sum_{m=0}^{L/M-1} \sum_{k=1}^M a_{M-k} q_\tau[t'-t+(m.M+k)\tau] \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.32)$$

La respuesta del filtro adaptado es ahora:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-t') \cdot y(t') \cdot dt' \quad (2.33)$$

$$= \sum_{m=0}^{L/M-1} \sum_{k=1}^M a_{M-k} \int_{-\infty}^{+\infty} q_\tau[t'-t+(m.M+k)\tau] \cdot y(t') \cdot dt' \quad (2.34)$$

Si escribimos que

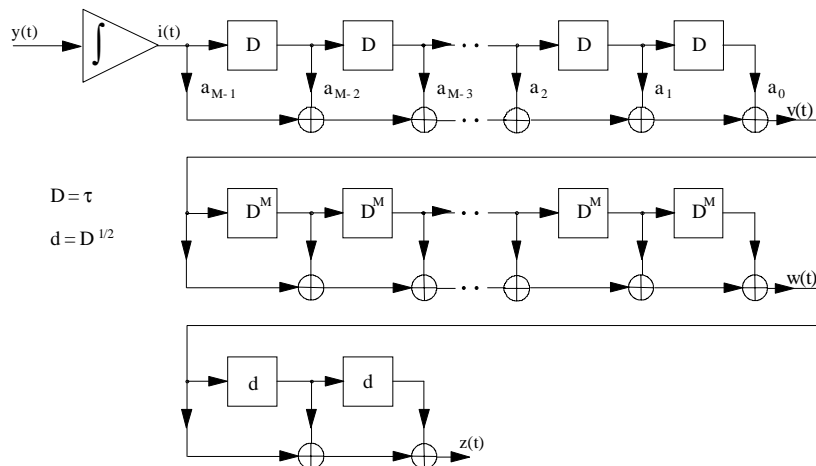
$$q_\tau(t) = u(t) - 2 \cdot u\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + u(t - \tau) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.35)$$

y

$$q_\tau(-t) = q(t + \tau) \quad (2.36)$$

entonces obtenemos:

$$z(t) = - \sum_{m=0}^{L/M-1} \sum_{k=1}^M a_{M-k} \int_{-\infty}^{+\infty} q_\tau[t-t'-(m.M+k)\tau] \cdot y(t') \cdot dt' \quad (2.37)$$



$$z(t) = - \sum_{m=0}^{L/M-1} \sum_{k=1}^M a_{M-k} \cdot \left[\int_{-\infty}^{t-(k+m.M-1)\tau} y(t') \cdot dt' - 2 \cdot \int_{-\infty}^{t-(k+m.M-1/2)\tau} y(t') \cdot dt' + \int_{-\infty}^{t-(k+m.M)\tau} y(t') \cdot dt' \right] \quad (2.38)$$

Poniendo

$$i(t) = \int_{-\infty}^t y(t') \cdot dt' \quad (2.39)$$

$z(t)$ puede escribirse

$$z(t) = - \sum_{m=0}^{L/M-1} \sum_{k=1}^M a_{M-k} \cdot \left\{ i[t-(k+m.M)\tau] - 2 \cdot i[t-(k+m.M)\tau + \tau/2] + i[t-(k+m.M)\tau + \tau] \right\} \quad (2.40)$$

y expresarse en la forma:

$$z(t) = w(t) - 2 \cdot w\left(t - \frac{\tau}{2}\right) + w(t - \tau) \quad (2.41)$$

con $w(t)$ definido por:

$$w(t) = - \sum_{m=0}^{L/M-1} \sum_{k=1}^M a_{M-k} \cdot i[t - (k + m \cdot M)\tau + \tau] \quad (2.42)$$

Ahora, vamos a mostrar como podemos realizar $w(t)$. Introduciendo $v(t)$ definido por:

$$v(t) = \sum_{n=1}^M a_{M-n} \cdot i[t - (n-1)\tau] \quad (2.43)$$

Fig.5 – Representación esquemática del filtro adaptado.

podemos escribir (2.42) como:

$$w(t) = - \sum_{m=0}^{L/M-1} v(t - m \cdot M\tau) \quad (2.44)$$

En la Fig.5 mostramos la representación esquemática de la realización del filtro adaptado.

En una realización con electrónica analógica no cuidamos el sincronismo. Tenemos que buscar solamente los picos y los valles de la señal $z(t)$. Sin embargo, la tecnología necesaria para realiza tal sistema es demasiado costosa, obligandonos a adoptar una versión discreta empleando un filtro transversal (“tap delay line” – TDL).

Para introducirse en una estructura completa del receptor, vamos a ver como actúan los tres subsistemas. Asúmase que la situación ideal en la cual el canal no introduce distorsión en los pulsos ni hay ruido. En esta situación, a la salida del integrador, véase Fig.6, tenemos una secuencia de pulsos triangulares.

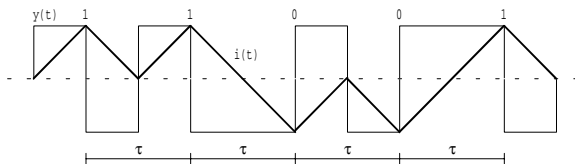


Fig.6 – Las señales antes y después del integrador.

El primer TDL transforma cada secuencia de longitud M en una nueva con un triángulo principal amplificado por un factor $\sqrt{M+2}$, y los triángulos pequeños con polaridad invertida, ver Fig. 7. Aquí, se hace el desensanchado. El segundo TDL combina las L/M secuencias máximas, que son amplificadas por un factor L/M . La última estructura diferencia dos veces, conduciendo a una secuencia no alisada, con un pico en el principio de la señal, en vez del caso de la Fig.7 donde el pico aparece en $t=\tau/2$. En la aplicación que estamos buscando, un retardo de $7 \mu s$ no tiene mucha importancia. Así, sacrificamos un retardo de $7 \mu s$, para que, en vez de una función lisa o plana, tuviéremos un pico claro y un receptor más simple.

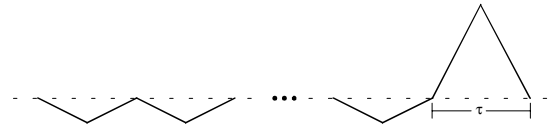


Fig.7 – Secuencia máxima transformada.

Para que ganemos una cierta visión sobre el problema de la discretización, consideremos de nuevo la primera estructura. En su salida, cada dígito binario de la fuente está representado por una secuencia de 210 pulsos triangulares, que podemos mirar como pulsos de muestreo en un proceso de muestreo natural. Si tomamos los picos como las muestras de la señal de modulación, tenemos una señal discreta en la cual cada dígito binario está representado por una secuencia de 210 discretos. El solape del espectro será insignificante, puesto que estamos tomando 210 lóbulos del espectro de la señal. De esta manera, la estructura se puede realizar con los filtros discretos del tipo FIR. El muestreo no puede hacerse antes del integrador, puesto que la señal sigue siendo de banda ancha allí. Para acabar esta sección vamos a considerar el comportamiento de nuestro receptor en presencia de ruido. A la salida del integrador, el ruido armónico y impulsivo tienen sus amplitudes reducidas y el ruido blanco se convierte en ruido de banda base. El proceso del muestreo origina un ruido muestreado con solape del espectro. El filtro de desensanchado ensanchará el ruido y, así pues, reducirá su densidad espectral (Ziemer y Peterson, 1985).

Este sistema fue implementado usando un DSP (procesador digital de señal), con solamente la precisión de 8-bit para aumentar la velocidad de procesamiento. En un ambiente de fábrica, el sistema se comportó bien hasta un rango de 30m en la misma fase eléctrica. Para comunicarse entre dos fases eléctricas distintas es necesario conectarlas con un condensador apropiado.

CONCLUSIONES Y ALTERNATIVAS

En este trabajo hicimos una introducción a los sistemas de espectro ensanchado por secuencia directa y mostramos como puede ser útil en comunicación sobre las líneas de la energía eléctrica. El sistema que acabamos de presentar se basa en un PSK digital usando una codificación antipodal.

Podemos obtener otro sistema de una manera simple. Solamente tenemos que trasladar totalmente, o parcialmente, las repeticiones dentro de cada dígito binario para dentro de cada secuencia PN. Es decir, cifrar cada “chip” del PN en una secuencia de símbolos PCM.

Otra alternativa es un sistema digital FSK en el cual utilizamos dos secuencias PN diferentes. En general, éstos tendrán longitudes diferentes. Podemos repetirlos como hicimos previamente y, en este caso, el número total de “chips” debe ser un múltiplo del producto de las longitudes.

Otra alternativa es repetir cada “chip” dentro de cada secuencia PN. Como estamos viendo, tenemos varios esquemas alternativos interesantes que merecen un estudio profundo, que será hecho en el futuro.

REFERENCIAS

Chan, M.H.L. y Donaldson, R.W., Amplitude, Width, and Interarrival distributions for Noise Impulses on Intra-building Power Line Communication networks, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 31, N°3, Agosto (1989).

Cooper, G.R. y McGillem, C.D., Modern Communications and Spread Spectrum, McGraw Hill Ed. (1986).

Dostert, K.M., Frequency-Hopping Spread-Spectrum Modulation for Digital Communications Over Electrical Power Lines, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.8, N°3, Mayo (1990).

Dixon, R.C., Spread spectrum systems, Wiley, (1976).

Ortigueira, M.D., Gerald, J.A., and Inácio, J.A., Higher Processing Gains with DS Spread Spectrum, Proc. XV Simpósio Brasileiro das Telecomunicações, pp. 207-210, Septiembre (1997).

Van Der Gracht, P.K. and Donaldson, R.W., Communication Using Pseudonoise Modulation on Electric Power Distribution Circuits, IEEE Trans. on Communications, Vol.33, N° 9, Septiembre (1985).

Ziemer, R.E. and R.L. Peterson, Digital Communications and Spread-Spectrum Systems, Macmillan Publishing Company, (1985).